

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-178529
(P2003-178529A)

(43) 公開日 平成15年6月27日 (2003.6.27)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
G 1 1 B 20/10	3 2 1	G 1 1 B 20/10	3 2 1 A 5 D 0 4 4
H 0 3 H 17/02	6 0 1	H 0 3 H 17/02	6 0 1 E
17/06	6 3 3	17/06	6 3 3 Z

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2002-263122(P2002-263122)
 (62) 分割の表示 特願平5-212348の分割
 (22) 出願日 平成5年8月4日(1993.8.4)
 (31) 優先権主張番号 9 2 2 0 2 4 2 7 . 8
 (32) 優先日 平成4年8月6日(1992.8.6)
 (33) 優先権主張国 オランダ (NL)

(71) 出願人 590000248
 コーニンクレッカ フィリップス エレク
 トロニクス エヌ ヴィ
 Koninklijke Philips
 Electronics N. V.
 オランダ国 5621 ベーアー アインドー
 フェン フルーネヴァウツウェッハ 1
 Groenewoudseweg 1,
 5621 BA Eindhoven, Th
 e Netherlands
 (74) 代理人 100087789
 弁理士 津軽 進 (外2名)

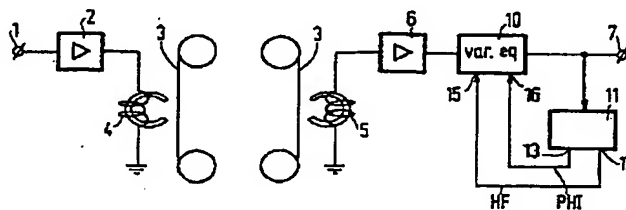
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 可変イコライザを有しかつ記録担体上のデジタル信号を再生する装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 可変イコライザを備えた、記録担体からデジタル信号を再生する装置を提供する。

【解決手段】 可変イコライザ 10 を備えた、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置に関し、可変イコライザ 10 は、周波数の関数として振幅を制御する第 1 制御信号 15 と、周波数の関数として遅延を制御する第 2 制御信号 16 とに応じて、乗算因数 a(n) を発生する乗算因数発生手段を有する。可変イコライザ手段 10 がさらに、N 個のタップを持つ遅延線手段を有する有限インパルス応答フィルタ手段を有し、前記遅延線手段が、N1 個のタップを持つ第 1 遅延線部分と、N-N1 個のタップを持つ第 2 遅延線部分とを有する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置であって、

トラックから信号を読み取る、読取ヘッドを含む読取手段と、

前記読取手段の出力に結合された入力、第 1 制御信号を受信する第 1 制御信号入力、第 2 制御信号を受信する第 2 制御信号入力、及び出力を持つ可変イコライザ手段と、

前記イコライザ手段の前記第 1 制御信号入力に結合される、前記第 1 制御信号を供給する第 1 出力、及び前記イコライザ手段の前記第 2 制御信号入力に結合される、第 2 制御信号を供給する第 2 出力を持つイコライザ制御信号発生手段と、

前記デジタル信号を供給する、前記可変イコライザ手段の前記出力に結合される出力端子とを有し、

前記可変イコライザ手段が、前記第 1 及び第 2 制御信号に応じて前記出力に等化された出力信号を得るために前記可変イコライザ手段の前記入力に与えられる前記信号を等化し、

前記第 1 制御信号が、前記可変イコライザ手段の周波数の関数として振幅を制御し、前記第 2 制御信号が、前記可変イコライザ手段の周波数の関数として遅延を制御し、

前記可変イコライザ手段がさらに、デジタルフィルタ手段を有し、

前記デジタルフィルタ手段が、有限インパルス応答フィルタ手段であり、

前記有限インパルス応答フィルタ手段が、

N 個のタップを持つ遅延線手段と、

乗算因数 $a(n)$ により前記遅延線手段の n 番目の前記タップにおいて与えられる信号を乗算しかつ、乗算された信号を信号結合手段に供給する乗算手段と、

前記信号結合手段と、を有し、

前記信号結合手段の出力が、前記可変イコライザ手段の前記出力に結合され、

前記可変イコライザ手段はさらに、前記第 1 及び前記第 2 制御信号に応じて前記乗算因数 $a(n)$ を発生する乗算因数発生手段を有する、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置において、

前記遅延線手段が、N1 個のタップを持つ第 1 遅延線部分と、N-N1 個のタップを持つ第 2 遅延線部分とを有し、前記信号結合手段が、第 1 及び第 2 信号結合部分を有し、

前記乗算手段が、前記第 1 遅延線部分の前記 N1 個のタップにおいて与えられる出力信号を、乗算の後に前記第 1 信号結合部分に供給するように、及び前記第 2 遅延線部分の前記 N-N1 個のタップにおいて与えられる出力信号を、乗算の後に前記第 2 信号結合部分に供給し、

前記信号結合手段が、前記第 1 遅延線部分の乗算された

出力信号を、結合の後に前記第 2 遅延線部分に供給するように、及び前記第 2 遅延線部分の乗算された出力信号を前記可変イコライザ手段の前記出力に供給し、

前記乗算因数発生手段が、乗算因数演算手段を有し、

前記乗算因数演算手段は、少なくとも以下の式に従って前記第 1 遅延線部分の N1 個の出力信号に対する N1 個の乗算因数 $a(n)$ を演算し、

$$a(n) = A1(n) + A2(n) * HF$$

ここで、 n は 0 から N1-1 の範囲にあり、

10 前記乗算因数演算手段が、少なくとも以下の式に従って前記第 2 遅延線部分の N-N1 個の出力信号に対する N-N1 個の乗算因数 $a(n)$ を演算し、

$$a(n) = A3(n) + A4(n) * PHI$$

(第 1 値域に在る値を持つ PHI の場合)

ここで、 n は 0 から N-N1-1 であり、

HF は前記第 1 制御信号の値であり、PHI は前記第 2 制御信号の値であり、 $A1(n)$ 、 $A2(n)$ 、 $A3(n)$ 、 $A4(n)$ は、各乗算因数 $a(n)$ に対する定数であり、メモリ手段が、少なくとも該定数を格納するために使用可能である、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置。

20

【請求項 2】 請求項 1 に記載の装置であって、

前記乗算因数演算手段が、以下の式を使用して前記第 1 遅延線部分に対する N1 個の乗算因数の残りの乗算因数を演算し、

$$a(n) = A1(N1-1-n) + A2(N1-1-n) * HF$$

そして、以下の式を使用して前記第 2 遅延線部分に対する N-N1 個の乗算因数の残りの乗算因数を演算し、

$$a(n) = A3(N-N1-1-n) + A4(N-N1-1-n) * \{2PHI_c - PHI\}$$

30

ここで、 PHI_c は、ゼロに等しい前記可変イコライザ手段における遅延の差に対応する PHI に対する値である、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置。

【請求項 3】 請求項 2 または 3 に記載の装置であって、

前記乗算因数演算手段が、以下の式に従って前記第 2 遅延線部分の N-N1 個の出力信号に対する乗算因数 $a(n)$ を演算し、

$$a(n) = B3(n) + B4(n) * PHI$$

40

(前記第 1 値域と重畳しない第 2 値域に在る値を持つ PHI の場合)

ここで、 $B3(n)$ 及び $B4(n)$ は、各乗算因数 $a(n)$ に対する定数であり、前記メモリ手段が、少なくとも該定数 $B3(n)$ 及び $B4(n)$ を格納する、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の装置であって、

前記乗算因数演算手段が、以下の式に従って前記第 2 遅延線部分の N-N1 個の出力信号に対する乗算因数 $a(n)$ を演算し、

$$a(n) = C3(n) + C4(n) * PHI$$

50

(前記第 1 及び前記第 2 値域に重畳しない第 3 値域に在

る値を持つPHIの場合)

ここで、C3(n)及びC4(n)は、各乗算因数a(n)に対する定数であり、前記メモリ手段が、少なくとも該定数C3(n)及びC4(n)を格納する、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、可変イコライザ手段を有しかつ記録担体からデジタル信号を再生する装置に関し、この可変イコライザ手段は有限インパルス応答フィルタを有する。

【0002】

【従来の技術】上述のような装置は、ヨーロッパ特許出願第387,813 A2号により既知である。

【0003】この既知の装置において、等化(equalization)は、可変イコライザ手段の制御信号入力に供給した制御信号に応じてフィルタパラメータが変化することにより実現され、この結果、フィルタ応答の振幅が増減される。

【0004】この制御信号の発生は、制御信号発生手段において実現される。既知の装置において、イコライザフィルタ手段からの信号が、デジタル形態で、検出回路を含むデータ処理回路に供給される。この検出回路は、デジタル信号読出しにおけるビットエラーレートの検出に適する。制御信号はこのエラーレートに応じて発生され、この制御信号は、ビットエラーレートが最小化されるようにフィルタパラメータを変更するため、イコライザフィルタ手段の制御信号入力に供給される。

【0005】ヨーロッパ特許出願第9120335.3号は、第1及び第2制御信号のそれぞれに基づく振幅及び位相の等化を述べている。さらに、当該出願と同日で出願したヨーロッパ特許出願第92202428.6号は、いくつかの方法を述べており、この方法において、第1及び第2制御信号を供給できる。

【0006】

【発明の目的及び概要】本発明は、第1及び第2制御信号に基づいて、振幅及び位相の等化を実現する可変イコライザ手段を提供することを目的とする。

【0007】記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する本発明による装置は、トラックから信号を読み取る読取ヘッドを含む読取手段と、読取手段の出力に結合した入力と第1及び第2制御信号を個別に受信する第1及び第2制御信号入力と第1及び第2制御信号に応じる等化出力信号を供給する出力とを持つ可変イコライザ手段を有し、この可変イコライザ手段が、第1及び第2制御信号に応じる前記可変イコライザ手段の入力に及ぶ記録チャンネルを含む送信経路の送信特性の等化に適合し、第1制御信号が送信経路の振幅送信特性における高周波損失と関係を持ち、第2制御信号が送信経路の動作周波数幅における低周波数信号と高周波数信号との間

の当該送信経路における送信により生じた遅延と関わりを持ち、可変イコライザ手段がさらに、デジタルフィルタ手段と第1及び第2制御信号を個別に供給する第1及び第2出力を持つイコライザ制御信号発生手段を有し、第1及び第2出力はそれぞれ、前記イコライザ手段の第1及び第2制御信号入力に結合され、さらにデジタル信号を供給する可変イコライザ手段の出力に結合した出力端子を有する、記録担体上のトラックからデジタル信号を再生する装置において、可変イコライザ手段が有限インパルス応答フィルタ手段を有し、有限インパルス応答フィルタ手段がN個のタップを持つ遅延ライン手段と乗算因数a(n)による遅延線手段の前記n番目のタップで提供する信号を乗算し、かつ信号結合手段に乗算信号を供給する乗算手段を有し、信号結合手段の出力が可変イコライザ手段の出力に結合され、可変イコライザ手段はさらに、第1及び第2制御信号に応じて乗算因数a(n)を発生する乗算因数発生手段を有することを特徴とすることを特徴とする。第1実施例において、上述の装置は、更に乗算因数演算手段を有する乗算因数発生手段を有し、この乗算因数演算手段は、以下の式に従って少なくともN個の乗算因数a(n)を演算し、

$$a(n) = A1(n) + A2(n) * HF + A3(n) * PHI + A4(n) * HF * PHI$$

(第1数値域に在る数値を持つPHIの場合)

ここで、HFは第1制御信号の数値、PHIは第2制御信号の数値、A1(n)、A2(n)、A3(n)、A4(n)はそれぞれ乗算因数a(n)の定数、そしてnは0～N-1の範囲にあり、メモリ手段は少なくとも定数を記憶するために利用することが出来る。

【0008】この状況において、可変イコライザフィルタ手段は、シングルFIRフィルタ手段を有し、FIRフィルタ手段のための乗算因数(係数)は、与えられた式を用いて計算される。第2制御信号の発生数値域内においては、フィルタ係数が定数の第1セットを使用して計算することが出来るという状況がある。もし第2制御信号のための発生数値域が大きくなると、フィルタ係数を演算するために与えられた式において定数の第2セットまたは第3セットさえも使用することが必要となるであろう。

【0009】第2実施例において、上述の装置は、乗算因数演算手段が、以下の式に従って乗算因数a(n)の演算をすることにさらに適合し、

$$a(n) = C1(n) + C2(n) * HF + C3(n) * PHI + C4(n) * HF * PHI$$

(第1及び第2数値域に重畳しない第3数値域に在る数値を持つPHIの場合)

ここで、C1(n)、C2(n)、C3(n)、C4(n)はそれぞれ乗算因数a(n)における定数であり、メモリ手段はこの定数C1(n)～C4(n)を少なくとも記憶することに適合される。

【0010】この状況において、可変イコライザフィルタ手段は、第1及び第2FIRフィルタ手段を有する。第1FIRフィルタ手段は、唯一第1制御信号に制御され、第2FIRフィルタ手段は、唯一第2制御信号に制御され

る。FIRフィルタ手段のための係数は、与えられた式を用いて計算される。上記と同じような方法において、第2制御信号のための発生値域で、第2FIRフィルタ手段のためのフィルタ係数が、定数の第1セットを使用して計算出来るという状況がある。同様に、第2制御信号のための発生値域が広がると、第2FIRフィルタ手段のための係数を計算するために、定数の第2セットまたは第3セットさえも使用することが必要となるであろう。

【0011】

【実施例】図1は記録／再生チャンネルを示し、ここでは入力信号が入力端子1に供給されて、記録増幅器2で事前増幅された後、記録ヘッド4により磁気記録担体3に記録される。

【0012】再生は再生ヘッド5によって実施され、その結果、再生された信号を増幅器6で増幅でき、その後、この信号が可変イコライザ手段10の入力に供給される。再生装置はさらに、イコライザ制御信号発生手段11を有する。このイコライザ制御信号発生手段は、可変イコライザ手段10の出力に結合した入力と、それぞれ可変イコライザ手段10の第1制御信号入力15に第1制御信号HFを供給し、そしてイコライザ手段10の第2制御信号入力16に第2制御信号PHIを供給する第1及び第2出力12、13を持つ。

【0013】制御信号発生手段11の入力が可変イコライザの出力に結合されねばならない必要はないが、もし必要ならば再生チャンネルにおけるより前段部分に結合できることに注意されたい。

【0014】可変イコライザ手段10は、第1及び第2制御信号に応じる可変イコライザ手段10の入力に及ぶまでの記録チャンネルを含む送信経路の送信特性の等化に適合される。第1制御信号は、送信経路の振幅送信特性における高周波損失と関わりを持つ。第1制御信号は、したがって図2aの振幅曲線の傾斜角度 α に関連付けられる。第2制御信号は、送信経路の動作周波数帯における低周波数信号と高周波数信号との間の前述の送信経路において、送信により生じた遅延の差と関わりを持つ。

【0015】これは以下のように説明できる。記録／再生チャンネルの送信特性は、入力端子1に信号としてのインパルスを提供することにより計測でき、そして記録担体3の信号を記録した後及びこの信号を再生した後に可変イコライザ手段10の入力で得た信号を計測する。

【0016】図2は、可変イコライザ手段10の入力に及ぶ記録チャンネルを含む送信経路の送信特性の振幅を示し、等間隔でプロットされた周波数の関数としてdBで表した。振幅は、周波数が上昇すると降下する略々直線である。この線の降下角度は、 α で示される。

【0017】図2bは、可変イコライザ手段10の入力で得る実際の応答信号と、この入力で望まれた応答信号との間の周波数の関数としての位相差を示し、この望ま

れた応答信号は、入力1に供給した信号のような先に示したインパルスに応じる信号である。曲線は、周波数の関数としての定位相差 $\phi = -\phi_0$ を示す。さらに一般的には、位相差が $\phi = -\phi_0 - \omega T_c$ と同一で、ここでは T_c が、全ての周波数の定数の遅延である。

【0018】周波数 ω_0 を持つ低周波数信号の遅延は、 $-\phi / \omega_0$ として定義される。この遅延は、したがって $\phi_0 / \omega_0 + T_c$ に等しい。高周波数の遅延は、 $\phi_0 / \omega_0 + T_c$ に等しい ω_1 である。遅延における差は、したがって $\phi_0 / \omega_0 - \phi_0 / \omega_1$ に等しい。 T_c の基本遅延は消滅し、したがって演算において同一でない作用を及ぼす。 $\omega_1 = m \times \omega_0$ である場合、この場合、 m はゼロよりも大きく、遅延における差が $\phi_0 \{ (m-1)/m \} / \omega_0$ に等しい。遅延における差は、したがって図2bに与えられた位相差 $-\phi_0$ との関連をもたらし。遅延におけるこの差の意味するところは、(より低い)低周波数が(より高い)高周波数よりも遅延されることである。この結果、もし図3aに与えられた対称的な応答が期待されると、図3bの対称的な応答が、実際の応答であろう。図3aの理想的な応答は、サンプリングの瞬間 $t = \tau$ 及び $t = -\tau$ でゼロ値を持つ応答を示す。実際の応答は、 $t = \tau$ の瞬間で $h + \delta$ のゼロでない値で、 $t = -\tau$ の瞬間で $h - \delta$ のゼロでない値である。このゼロでない値の両者における対称成分は、図2aの非平坦振幅特性に由来する値である δ および $-\delta$ の非対称成分は、図2bの位相差 $-\phi_0$ の結果として生じる。

【0019】可変イコライザ手段10に供給した第1制御信号HF及び第2制御信号PHIに応じて、このイコライザ手段10は、振幅及び位相については周波数応答特性を実現して、その結果、送信経路を等化する。これは、フィルタ手段が図4aに与えられたような周波数の関数としての振幅特性を実現することを実質的に意味する。この特性は、周波数の上昇のために上昇傾斜する略々直線の形である。この線の上昇角度は、 α である。さらに、可変イコライザ手段の周波数の関数として位相特性は、図4bに与えられる。これは ϕ_0 の位相特性を実現する。

【0020】等化の結果、振幅特性は略々水平線となり、そして位相が全ての周波数でゼロになり、その結果(より)低いまたは(より)高い周波数の間の遅延において差のないことが提供される。

【0021】装置が、可変イコライザ10の再生ヘッド5と入力との間の再生チャンネルにおいて結合した固定イコライザ(図示せず)を含むことができることに注意されたい。このような固定イコライザは、図2aにおける角度 α により与えられる平均HFの損失を相殺することができ、その結果、可変イコライザが、角度 α からのズレを相殺する為に必要で、これは可変イコライザの簡素化、及び可変イコライザによる等化の簡素化を作り出す。

【0022】本出願と同日に出願したヨーロッパ特許出願第92202428.6号は、第1及び第2制御信号を得るための制御信号発生手段11の種々の実施例を示す。

【0023】本出願における第1及び第2制御信号の由来は、テープの磁化におけるステップ移動の検出に基づく。再生の間に完全応答検出を実施する場合、正または負に動くステップ移動が、図5a及び5b各々に与えられたようなテープからの信号読み取りにおけるおおよその理想的なステップ応答に帰着する。理想的な応答からのステップ応答のズレは、振幅及び位相については、記録チャンネルの理想的でない特性の表示である。

【0024】ヨーロッパ特許出願第92202428.6号の内容に一致して、第1制御信号HFは、以下の方法で図5aまたは5bにおける例から導くことができる。

【0025】図5aのとおり、正に進行する移動の場合、 $(S4-S3)+(S2-S1)$ と等しい値 $hf(t)$ が計算される。図5bの負に進行する移動の場合、値 $hf(t)$ が以下のような式を使用して計算される。

$$-[(S4'-S3')+(S2'-S1')]$$

【0026】 $S1 \sim S4$ と $S1' \sim S4'$ は、正及び負に進行する移動の各々に直に方向を変える図5a及び5bの信号におけるサンプルのサンプル値である。このサンプルは、テープからの信号読み取りにおけるわずかな時間と等しい時間の間隔Tを持つ。このサンプルは、信号読みだしの対称方向において実現することができるが、しかし対称方向が一様に実現可能である。

【0027】第1制御信号HFは、ここでは連続的に検出した信号移動の $hf(t)$ と一体の場合にここでは実現される。

【0028】ヨーロッパ特許出願第92202428.6号の教えに一致して、第2制御信号PHIは、以下の方法で図5aまたは5bにおける例から導くことができる。

【0029】図5aのとおり正に進行する移動の場合、値 $phi(t)$ が以下の式を使用して計算される。 $(S4-S3)-(S2-S1)$ 図5bの負に進行する移動の場合、値 $phi(t)$ は以下の式を使用して計算される。

$$-[(S4'-S3')-(S2'-S1')]$$

【0030】第2制御信号PHIは、連続的に検出した信号移動の $phi(t)$ 値と一体化することによりここでは実現される。その結果として、PHIは、図2bのとおり移動 ϕ_0 に直接的に関連する。

【0031】上述のような第2制御信号の演算の正確さは、常には十分ではない。さらに、信号読み取りにおける低周波数成分は、第2制御信号の発生を低下できる。そこで、異なる方法で第2制御信号を供給することが、ある時は得策である。この状況において、これは正に進行する移動の式： $-(S3+S2)$ 、及び負に進行する移動の式 $(S3'+S2')$ を使用する $phi(t)$ の演算に適する。その上、 $phi(t)$ を供給する他の方法は、 $S1 \sim S4$ または $S1' \sim S4'$ の全てのサンプル値を平均することである。

【0032】図6は、可変イコライザ手段10の第1実施例を示す。イコライザ手段の入力30は、有限インパルス応答(FIR)フィルタ手段32の入力31に結合される。FIRフィルタ32は、N個のタップ34.0~34.N-1を持つ遅延線33と、N個の乗算器38.0~38.N-1を持つ乗算手段と、加算器41の形の信号結合手段40とを有する。加算器の出力は、イコライザ手段10の出力42に結合される。N個のタップは、遅延線33に沿って時間的に等間隔で配置される。遅延線33の入力31と第1タップ34.1との間の遅延時間はゼロにできる。

【0033】N個のタップ34.0から34.N-1はそれぞれ、乗算器38.0~38.N-1の対応する一つの第1入力に結合される。N個の乗算器38.0~38.N-1の或乗算器38.nのそれぞれは、第2入力で乗算因数 $a(n)$ を受信する。乗算因数発生手段45は、乗算因数 $a(n)$ を演算するために設けられる。乗算因数演算手段46は、以下の式に従って乗算因数 $a(n)$ を演算する。

$$a(n)=A1(n)+A2(n)*HF+A3(n)*PHI+A4(n)*HF*PHI$$

(第1値域における値を持つPHIの場合)

$$a(n)=B1(n)+B2(n)*HF+B3(n)*PHI+B4(n)*HF*PHI$$

(第1値域とは重ならない第2値域における値を持つPHIの場合)

$$a(n)=C1(n)+C2(n)*HF+C3(n)*PHI+C4(n)*HF*PHI.$$

(第1及び第2値域と重ならない第3値域における値を持つPHIの場合)

n は、0からN-1である。

【0034】パラメータHF及びPHIは、制御信号入力15及び16のそれぞれを介して演算手段46に供給される。

【0035】 $A1(n)$, $A2(n)$, $A3(n)$, $A4(n)$, $B1(n)$, $B2(n)$, $B3(n)$, $B4(n)$, $C1(n)$, $C2(n)$, $C3(n)$, $C4(n)$ は、各乗算因数 $a(n)$ のための定数である。これら定数は、メモリ48に記憶される。制御信号入力16は、乗算因数 $a(n)$ の演算のために使用されるであろう定数の3つのセットの一つを示すように、メモリ48に同様に結合される。選択した定数のセットは、結合50を介して演算手段46に供給される。全ての定数の記憶が必要でないことに注意されたい。なぜならば時には乗算因数が他の乗算因数のために記憶した定数で実現できるという事実のためである。これは、後の段階でさらに述べられるであろう。

【0036】FIRフィルタ32によって実現する代わりに、振幅及び位相に関するフィルタ特性は、可変イコライザ手段10の入力に及ぶ記録チャンネルを含む送信経路を等化でき、FIRフィルタ32は、図4a(α は変化するパラメータである)に与えられたような振幅特性、図4b(ϕ_0 は変化するパラメータである)に与えられたように位相特性を持つフィルタを実現しなければならないであろう。さらに、域の制限を実現する代わりに、フィルタ32は図4に与えられたフィルタ及び図7に示

されたフィルタのようなノイズシェーピングフィルタの直列配置を実現しなければならない。図7は周波数の関数としてノイズシェーピングフィルタの振幅のための2つの可能な曲線のみを示す。周波数の関数としての位相は、ゼロとみなすことができる。

【0037】ノイズシェーピングフィルタの他の可能性は、文献において既知である。ノイズシェーピングフィルタは、読み取った信号の成形及び等化を目的として持ち、この結果、信号とノイズの比率が高く、そして信号における符号間干渉が低い。

【0038】図7は、ノイズシェーピングフィルタとして使用できる離散コサインフィルタの2つの例を示す。図7における振幅曲線Iは、比較的高い信号とノイズの比率における結果を生じるが、符号間の妨害が比較的高い。この曲線は、即ち、 $\beta = 2$ 形式の2乗コサインフィルタのための曲線である。図7における振幅曲線IIは、比較的低い信号とノイズとの比率を結果として生じるが、符号間の妨害が比較的低い。この曲線は、即ち $\beta = 3$ の形式の2乗コサインフィルタのための曲線である。 f_n はナイキスト周波数に等しく、これはビット周波数の半分に等しい。シェーピングフィルタのための選択は、したがって常に符号間の妨害のための高い信号とノイズの比率と低い検索能力との間の妥協点である。さらに、シェーピングフィルタの選択は、限られた数のタップを持つFIRフィルタにおける等化フィルタの実用的な手段に基づいた可能性により解決される。シェーピングフィルタの討論は、文献“Magnetic recording, Vol II Computer data storage”, C. Denis Mee and Eric D. Daniel 著, Mac-Graw-Hill Book Comp., 1988発行, 4. 6.3.2章, 215-224頁から見つけられる。

【0039】この結果、FIRフィルタ32は、図8に与えられたようなフィルタ特性を実現しなければならない。図8のフィルタ特性の逆フーリエ変換を実施することにより、フィルタ32のインパルス応答を得ることができる。図9は、このようなインパルス応答の例を示す。乗算因数は、装置における信号のサンプリング周波数で図9のインパルス応答をサンプリングすることにより得ることができる。この係数値は、即ちインパルス応答の例の値と正確に一致する。もしサンプリング周波数がビット周波数に等しいと、これは、時間間隔Tであるインパルス応答におけるサンプルを意味する。Tは、ビット時間の一部である。図9は、FIRフィルタが奇数個のタップを持つ状況を示す。インパルス応答の全てのサンプルが、一つを除いて、インパルス応答の $t = t_c$ の中心を対称的に囲む。前述の一つのサンプルは、 t_c 上に正確に位置する。FIRフィルタが偶数のタップを持つ状況において、インパルス応答の全てのサンプルが $t = t_c$ を対称的に囲む。

【0040】図10及至図12は、HF及びPHIの関数としての11個のタップを持つFIRフィルタの初めの6個

のタップのための乗算因数 $a(0) \sim a(5)$ を示す。残りの乗算因数 $a(6) \sim a(10)$ は、以下のように得られる。

【0041】パラメータPHIが ϕ_0 に関連するものと仮定すると、 ϕ_0 がゼロの場合、同様にPHIもゼロである。この状況において、以下の式は乗算因数 $a(6, HF, PHI) \sim a(10, HF, PHI)$ のために成り立つ。

$$a(6, HF, PHI) = a(4, HF, -PHI)$$

$$a(7, HF, PHI) = a(3, HF, -PHI)$$

$$a(8, HF, PHI) = a(2, HF, -PHI)$$

$$10 \quad a(9, HF, PHI) = a(1, HF, -PHI)$$

$$a(10, HF, PHI) = a(0, HF, -PHI)$$

$a(n, HF, PHI)$ により係数 $a(n)$ を規定することは、各係数 $a(n)$ がHF及びPHIであることを意味する。

【0042】しかしながら、もしパラメータPHIが ϕ_0 に関連するものとする、PHIは ϕ_0 がゼロの場合、ゼロでない値 PHI_c と同一で、この時、以下の式が乗算因数 $a(6, HF, PHI) \sim a(10, HF, PHI)$ のために成り立つ。

$$a(6, HF, PHI) = a(4, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

$$a(7, HF, PHI) = a(3, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

$$20 \quad a(8, HF, PHI) = a(2, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

$$a(9, HF, PHI) = a(1, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

$$a(10, HF, PHI) = a(0, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

【0043】そして、一般的に言うと、以下の式が成り立つ。

$$a(n, HF, PHI) = a(N-1-n, HF, 2*PHI_c - PHI)$$

ここで、PHIは、 ϕ_0 がゼロに等しい場合のPHIための値である。

【0044】図10及至図12において認識できるように、パラメータPHIは $-90^\circ \sim +90^\circ$ の間を変化する。PHIは、図4bの位相 ϕ_0 に対応するように、実際は演算される。

【0045】さらに、パラメータHFは、0.3~0.8の間を変化する。HFは、以下の方法において α に一致するように、実際は演算される。

$$\tan \alpha = 20 * \pi * 10^{-6} * HF / v * \ln(10)$$

ここで、 v はヘッドと記録担体との間の相対速度である。

【0046】以下の関係が、周波数の関数として図2aに与えられた曲線のために存在することに注意されたい。

$$H = \exp \{-\pi * p_{50} * f / v\}$$

ここで、 p_{50} がパルス振幅の50%におけるパルスのパルス幅である。HFは、 $p_{50} \mu m$ として、または $HF = 10^6 * p_{50}$ として、ここでは定義されるであろう。

【0047】さらに、以下の関係が存在する。

$$\tan \alpha = 20 \log H / f$$

移動関数Hは、図2aにおいてdBで表される。

【0048】パラメータ p_{50} に関してさらに明確な情報は、文献“Magnetic recording, Vol. I (Technology)”, C. Denis Mee and Eric D. Daniel 著, Mac-Graw-Hi

11 Book Comp., 1987発行, 第2章、さらに詳細には第2.1.2.章の第27, 37, 38, 39頁に見つけることができる。

【0049】そこで、 $\tan \alpha$ の為の式において変化したH及びHFの前記表現は、これは $\tan \alpha$ とHFとの間の前記関係において結果として生じる。

【0050】演算因数は最大因数により係数を分割することにより正規化されることに注意されたい。図10a及び10bにおいて見られるように、これらはそれぞれ

$$a(n) = A1(n) + A2(n) * HF + A3(n) * PHI + A4(n) * HF * PHI \quad (式1)$$

(およそ $-45^\circ \sim 45^\circ$ の間の第1値域に在る値を持つ10つのPHIの場合)

$$a(n) = B1(n) + B2(n) * HF + B3(n) * PHI + B4(n) * HF * PHI \quad (式2)$$

(およそ $45^\circ \sim 90^\circ$ の間の第2値域に在る値を持つPHIの場合)

$$a(n) = C1(n) + C2(n) * HF + C3(n) * PHI + C4(n) * HF * PHI \quad (式3)$$

($-90^\circ \sim$ およそ -45° の間の第3値域に在る値を持つPHIの場合)

【0052】定数 $A1(n) \sim A4(n)$, $B1(n) \sim B4(n)$, $C1(n) \sim C4(n)$ の3つのセットの例が、図13乃至図15のテーブルに与えられる。

【0053】3つの値域の一つに在る値を持つ第2制御信号PHIに応じて、メモリ48に記憶した定数の3つのセットの一つが選択され、かつ結合50を介して演算手段46に供給される。この演算手段46は、上述の与えられた式の対応する一つを使用して、乗算因数 $a(0) \sim a(N-1)$ を演算する。この乗算因数は、従って乗算器38.0 \sim 38.N-1に供給されることを実現し、その結果、望まれたイコライザフィルタ特性が得られる。

【0054】いくつかの出願においては、パラメータPHIが、 $-45^\circ \sim 45^\circ$ の間の値域でのみ変化することに注意されたい。この状況においては、定数 $C1(n)$, $C2(n)$, $C3(n)$, $C4(n)$ を記憶するメモリを設ける必要がない。この状況においては、乗算因数が式1及び式2のみで使用でえられる。

【0055】いくつかの状況において、パラメータPHIは、 $-45^\circ \sim +45^\circ$ の間でのみ変化するであろう。この状況においては、フィルタパラメータを演算するためには式1のみで十分である。

【0056】前述のように、図13乃至図15における定数の全てを記憶する必要はない。 $-45^\circ \sim 45^\circ$ の域に在るPHIにおいては、乗算因数 $a(6) \sim a(10)$ が、定数 $A1(0) \sim A1(5)$, $A2(0) \sim A2(5)$, $A3(0) \sim A3(5)$, $A4(0) \sim A4(5)$ を得られるように、 $n=0 \sim n=5$ の定数が記憶されることのみが必要である。これは、この域が、 $n=5$ の水平係数線に対称的に沿う定数のテーブルとして図13乃至図15において認識できる。もし、 $45^\circ \sim 90^\circ$ の域に在るPHIにおける等化がこの角度に向けられると、全てのB定数が、乗算係数を演算するために必要とされる。しかし、 $-45^\circ \sim -90^\circ$ の域に在るPHIにおける付加的な等化のためには、B定数を使用して得られるこの域に在るPHIのための乗算因数 $a(n)$ として、C定数のようなさらなる定数が必要とされる。これ

れ、係数 $a(6)$ 及び $a(5)$ を示し、係数 $a(6)$ は、およそ $45^\circ \sim -45^\circ$ の間の値域に在るPHIで最大である。係数 $a(5)$ は、およそ $45^\circ \sim 90^\circ$ の間の値域に在るPHIで最大である。 $-45^\circ \sim -90^\circ$ の間のPHIの値域において、係数 $a(7)$ は最大である。

【0051】パラメータHF及びPHIの係数の依存関係が、以下の式により近似できる。

は、再び図13乃至図15において、B定数を持つテーブルとして認識でき、C定数は互いに対称的である、即ち $B_i(j) = C_i(N-1-j)$ で、 i は1 \sim 4まで変化し、 j は0 \sim N-1まで変化する。

【0057】図16は、イコライザフィルタ手段10の第2実施例を示す。FIRフィルタ32'は、N1個のタップ68.0 \sim 68.N1-1を持つ第1遅延線部分33.1と、N-N1個のタップ69.0 \sim 69.M-1を持つ第2遅延線部分33.2とを持つ遅延線手段33'を有し、ここでは、 $M=N-N1$ である。乗算手段36'は、N1個の乗算器70.0 \sim 70.N1-1を有し、かつ遅延線部分33.1のN1個のタップの対応する一つに結合した第1入力を持って提供される。乗算手段36'は、さらに、M個の乗算器71.0 \sim 71.M-1を有し、かつ第2遅延線部分33.2のN-N1個のタップの対応する一つに結合した第1入力を持って提供される。FIRフィルタ32'は、さらに加算器の形で第1信号結合ユニット72.1と、加算器の形で第2信号結合ユニット72.2とを持つ信号結合手段40'を有する。加算器70.0 \sim 70.N1-1の出力は、信号結合ユニット72.1の対応する入力に結合され、この加算器の出力は、第2遅延線部分33.2の入力に結合される。加算器71.0 \sim 71.M-1の出力は、信号ユニット72.2に結合され、この加算器の出力は、イコライザ手段10の出力42に結合される。イコライザ手段10の入力30は、第1遅延線部分33.1の入力に結合される。

【0058】タップ68.0 \sim 68.N1-1は、遅延線部分33.1に従う時間的に等間隔で配置される。タップ69.0 \sim 69.M-1は、遅延線部分33.2に従う時間において、同一の方法で等間隔に配置される。同一遅延線部分における2つの連続するタップの間で遅延する時間は、同一である必要はない。さらに、遅延線部分の入力及び各部分における第1タップは、ゼロにできる。

【0059】加算器70.0 \sim 70.N1-1は、第2入力を介して乗算因数 $a(0) \sim a(N1-1)$ のそれぞれを受信する。

【0060】乗算因数発生手段は、第1乗算因数演算手段80.1及び第2乗算因数演算手段80.2を有して提供される。乗算因数演算手段80.1は、以下の式に従って第1遅

延線部分33.1のためのN1個の乗算因数 $a(0) \sim a(N1-1)$ を

$$a(n) = A1(n) + A2(n) * HF$$

ここで、 n は、0からN1-1まで変化する。

【0061】乗算因数演算手段80.2は、以下の式に従つ*

$$b(n) = A3(n) + A4(n) * PHI$$

(第1値域に在る値をPHIが持つ場合)

$$b(n) = B3(n) + B4(n) * PHI$$

(第1値域とは重ならない第2値域に在る値をPHIが持つ場合)

$$b(n) = C3(n) + C4(n) * PHI$$

(第1及び第2値域とは重ならない第3値域に在る値をPHIが持つ場合)

【0064】HFは、一方では第1制御信号ための値で、PHIは、一方では第2制御信号で、 $A1(n)$ 、 $A2(n)$ 、 $A3(n)$ 、 $A4(n)$ 、 $B3(n)$ 、 $B4(n)$ 、 $C3(n)$ 、 $C4(n)$ は、各乗算因数 $b(n)$ のための定数である。第1メモリユニット81.1は、定数 $A1(n)$ 及び $A2(n)$ を少なくとも格納することに利用可能である。定数 $A1(n)$ 及び $A2(n)$ は、結合83.1を介して演算手段80.1に供給される。第2メモリユニット81.2は、少なくとも、定数 $A3(n)$ 、 $A4(n)$ 、 $B3(n)$ 、 $B4(n)$ 、 $C3(n)$ 、 $C4(n)$ を格納することに利用可能である。パラメータHFは、制御入力15を介して演算手段80.1に供給され、そしてパラメータPHIは、制御信号入力16を介して、メモリ81.2に加えて演算手段80.2にも供給される。制御信号入力16は、乗算因数 $b(n)$ の演算のために使用されるであろう3つのセットの定数の一つを表示するためにメモリ81.2に結合される。この選択したセットの定数は、結合83.2を介して演算手段80.2に供給される。

【0065】遅延線部分33.1のための乗算因数 $a(0) \sim a(N1-1)$ 及び遅延線部分33.2の乗算因数 $b(0) \sim b(M-1)$ の誘導は、図6の実施例のための前述と同様の方法で実施することができる。

【0066】図6の実施例のための前述の乗算因数の誘導は、遅延線部分33.1のN1個の乗算因数 $a(0) \sim a(N1-1)$ を得るような第1時間で実施される。PHI c ($\phi_0 = 0$ に関連する)がゼロに等しくない場合、境界状況PHIが、ゼロまたはPHI c に等しくされる。限定的に変化するパラメータとHFの $a(n)$ との依存関係が決定でき、そしてパラメータ $A1(n)$ 及び $A2(n)$ を持つ式4で導くことができる。

【0067】図6の実施例のための前述のような乗算因数の誘導は、第2遅延線部分33.2のためのM個の乗算因数 $b(0) \sim b(M-1)$ を得るような第2時間で実施される。図6で参照して述べた誘導との差は、シェーピングフィルタが誘導において取り除かれても良いことである。もし取り除かれなければ、図16の実施例が、2つのシェーピングフィルタを含むのは適切ではない。さらに境界条件としては、HFはゼロに等しく、 α に対応するゼロに等しいHFが、ゼロに等しい性質を呈する。もしHFがゼロに等しくないと、HFが確実な値HF c に等しくされ、ここで α に対応するHF c に等しいHFが、ゼロに等しい。限定

演算する。

(式4)

*て第2遅延線部分33.2のためのM (=N-N1) 個の演算因数 $b(0) \sim b(M-1)$ を演算する。

(式5)

【0062】

(式6)

※【0063】

(式7)

的に変化するパラメータと、PHIの $b(n)$ の依存関係が、ここで防止でき、そして式5、式6、式7を導くことができる。式4～式7のための定数は、図17と図18において見つけることができる。

【0068】図13乃至図15及び図17と図18におけるテーブルの比較は、図13乃至図15における定数 $A1(n)$ 及び $A2(n)$ が、図17と図18における定数 $A1(n)$ 及び $A2(n)$ に等しいことが予期されるべきであることを明らかにする。図17と図18における定数 $A3(n)$ 、 $A4(n)$ 、 $B3(n)$ 、 $B4(n)$ 、 $C3(n)$ 、 $C4(n)$ は、シェーピングフィルタがフィルタ部分33.2のための乗算因数の誘導において想定される結果のために、図13乃至図15における他の定数の何れにも等しくない。

【0069】前述のような同様の用法において、同一の出願において、パラメータPHIが $-45^\circ \sim 90^\circ$ の間の値域で、限定的に変化することに注意されたい。この状況において、乗算因数 $b(n) \sim b(M)$ は、式5及び式6のみを使用して得られる。これはPHIが、 $-45^\circ \sim 45^\circ$ の間でのみ変化することも可能である。この状況(式5)において、フィルタ係数の演算を十分満たす。

【0070】図6の実施例を使用して確実な品質を持つ等化を実現するためには、確実な長さを持つFIRフィルタ32、即ち確実な数N個のタップが必要とされることに注意されたい。図6の実施例が持つような同一品質を持つ等化を実現するためには、第1実施例のタップの数Nよりも多い全てのタップN1+Mを用意しなければならない。

【図面の簡単な説明】

【図1】磁気記録／再生チャンネルを示す図である。

【図2】a側が記録チャンネルの周波数の関数である振幅を示し、b側が記憶チャンネルの周波数関数である位相を示す図である。

【図3】a側が理想的なインパルス応答を示し、b側が実際のインパルス応答を示す図である。

【図4】a側が周波数の関数として可変イコライザ手段の振幅を示し、b側が周波数の関数として可変イコライザ手段を示す図である。

【図5】磁化において正または負に走る遷移に応じて読出す信号を示す図である。

【図6】本発明による可変イコライザ手段の第1実施例

を示す図である。

【図 7】磁気再生チャンネルで使したノイズシェーピングフィルタの 2 つの例を示す図である。

【図 8】a 側が可変イコライザ手段により実現した振幅についてフィルタ特性の例を示し、b 側が可変イコライザ手段により実現した位相についてフィルタ特性の例を示した図である。

【図 9】図 8 のフィルタ特性のインパルス応答を示した図である。

【図 10】HF 及び PHI の関数としての多数の乗算係数の作用を示す図である。

【図 11】HF 及び PHI の関数としての多数の乗算係数の作用を示す図である。

【図 12】HF 及び PHI の関数としての多数の乗算係数の作用を示す図である。

【図 13】乗算因数を演算するために必要な定数のテーブルを示す図である。

【図 14】乗算因数を演算するために必要な定数のテーブルを示す図である。

【図 15】乗算因数を演算するために必要な定数のテ

ブルを示す図である。

【図 16】本発明による可変イコライザ手段の第 2 実施例を示す図である。

【図 17】第 2 の実施例の乗算因数を演算するために必要な定数のテーブルを示す図である。

【図 18】第 2 の実施例の乗算因数を演算するために必要な定数のテーブルを示す図である。

【符号の説明】

3 磁気記録担体

4 記録ヘッド

5 再生ヘッド

10 可変イコライザ手段

11 等化制御信号発生手段

32 有限インパルス応答 (FIR) フィルタ

33 遅延線

36 乗算手段

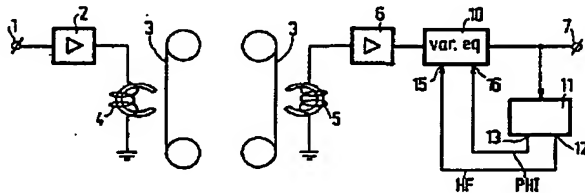
40 信号結合手段

45 乗算因数発生手段

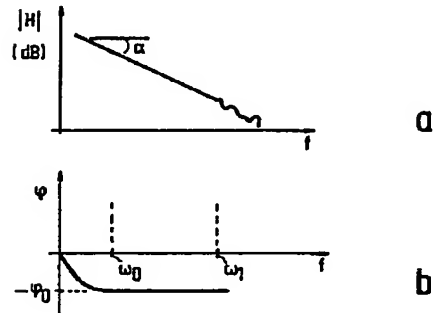
46 乗算因数演算手段

48 メモリ

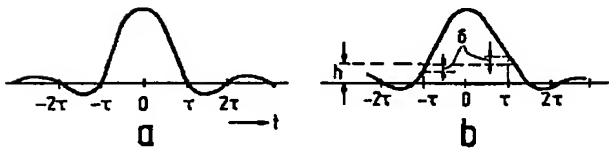
【図 1】



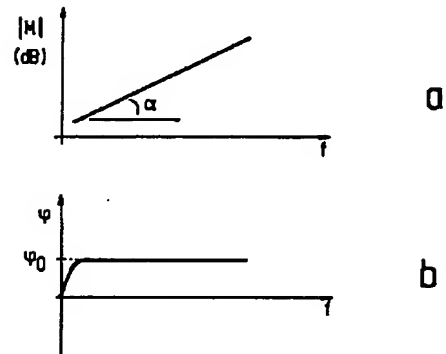
【図 2】



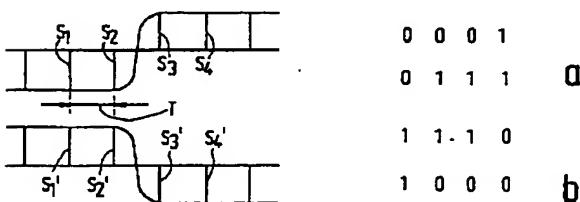
【図 3】



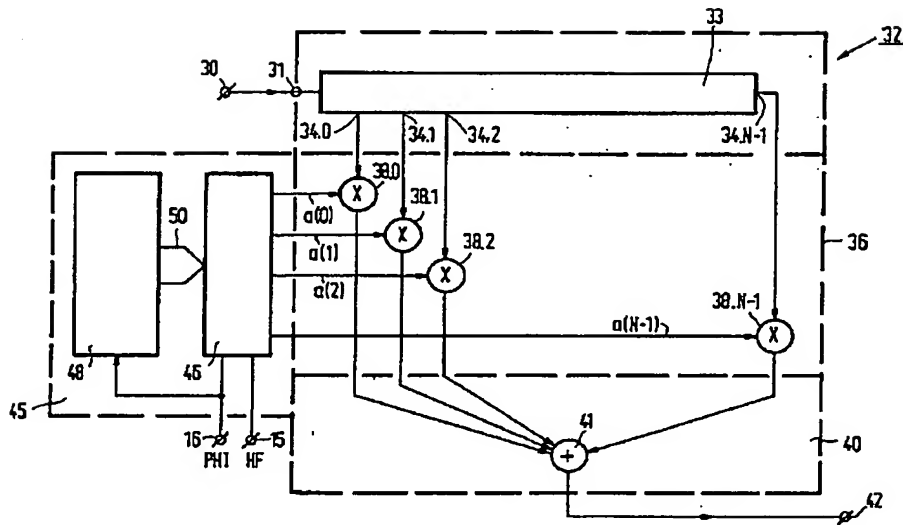
【図 4】



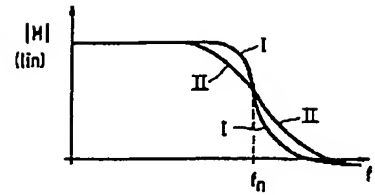
【図 5】



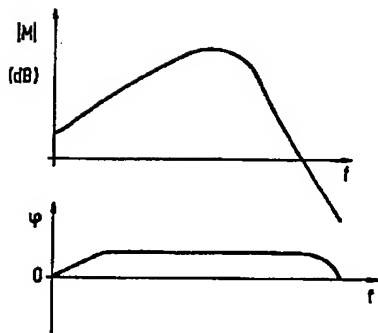
【図6】



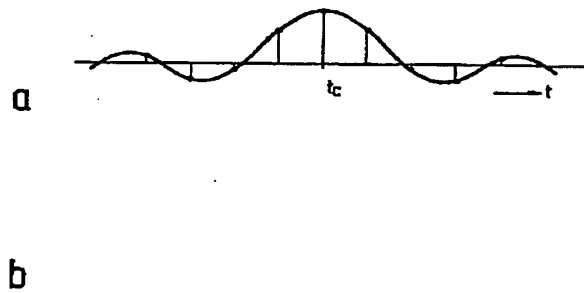
【図7】



【図8】



【図9】

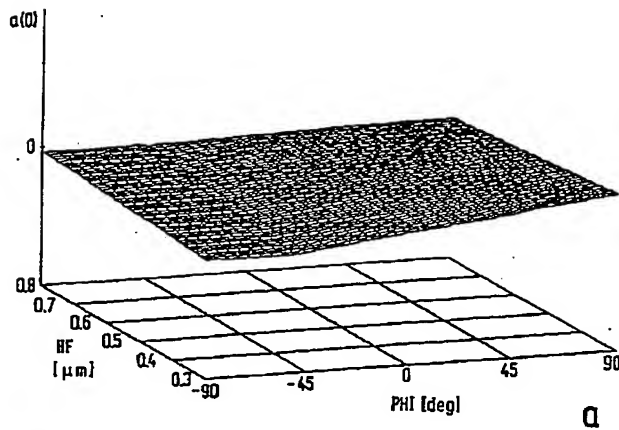


【図13】

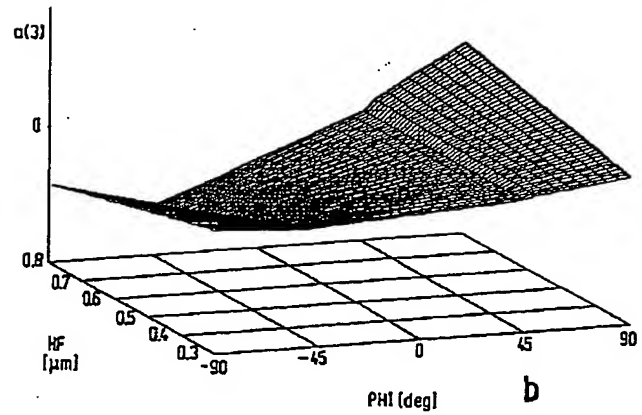
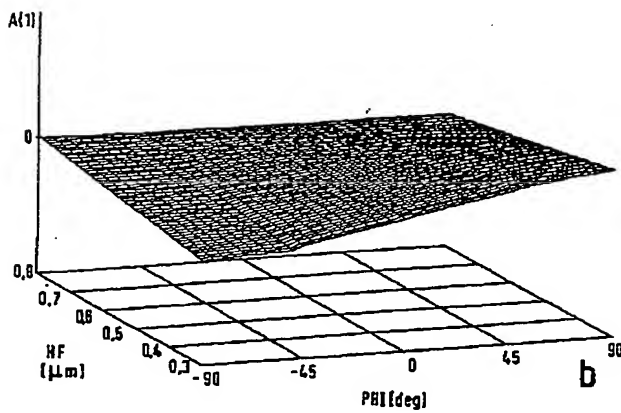
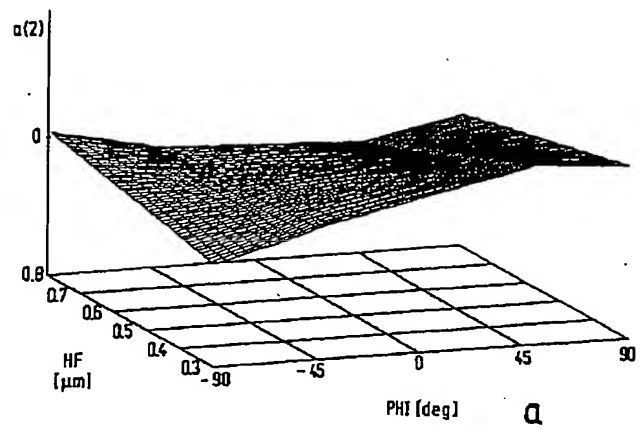
Area : 45 - -45

A1(0)=-	119.0000	A2(0)=-	10.4805	A3(0)=-	0.3750	A4(0)=-	-0.4074
A1(1)=-	124.0000	A2(1)=-	3.3047	A3(1)=-	0.6875	A4(1)=-	-0.9047
A1(2)=-	164.0000	A2(2)=-	-69.6953	A3(2)=-	0.7813	A4(2)=-	-1.1111
A1(3)=-	137.0000	A2(3)=-	-64.1680	A3(3)=-	-0.2813	A4(3)=-	1.4041
A1(4)=-	134.0000	A2(4)=-	37.4375	A3(4)=-	1.6250	A4(4)=-	0.4769
A1(5)=-	255.0000	A2(5)=-	0.0000	A3(5)=-	0.0000	A4(5)=-	0.0000
A1(6)=-	134.0000	A2(6)=-	37.4375	A3(6)=-	-1.6250	A4(6)=-	-0.4769
A1(7)=-	137.0000	A2(7)=-	-64.1680	A3(7)=-	0.2813	A4(7)=-	-1.4041
A1(8)=-	164.0000	A2(8)=-	-69.6953	A3(8)=-	-0.7813	A4(8)=-	1.1111
A1(9)=-	124.0000	A2(9)=-	3.3047	A3(9)=-	-0.6875	A4(9)=-	0.9047
A1(10)=-	119.0000	A2(10)=-	10.4805	A3(10)=-	-0.3750	A4(10)=-	0.4074

【図 10】



【図 11】



【図 14】

Area : 45 - 90

B1(0) = 121.0000	B2(0) = 8.0547	B3(0) = 0.3750	B4(0) = -0.4266
B1(1) = 140.0000	B2(1) = -19.8242	B3(1) = 0.4063	B4(1) = -0.4951
B1(2) = 226.0000	B2(2) = -174.8047	B3(2) = -0.4688	B4(2) = 1.0740
B1(3) = 137.0000	B2(3) = -78.3906	B3(3) = -0.2656	B4(3) = 1.8188
B1(4) = 194.0000	B2(4) = 73.2813	B3(4) = 0.7031	B4(4) = -0.8980
B1(5) = 410.0000	B2(5) = -66.8242	B3(5) = -3.0781	B4(5) = 0.6682
B1(6) = 90.0000	B2(6) = 58.4688	B3(6) = -1.0156	B4(6) = -0.5882
B1(7) = 152.0000	B2(7) = -160.7148	B3(7) = -0.1250	B4(7) = 0.8573
B1(8) = 177.0000	B2(8) = -104.3906	B3(8) = -1.1563	B4(8) = 2.0213
B1(9) = 97.0000	B2(9) = 36.5000	B3(9) = -0.2031	B4(9) = 0.3114
B1(10) = 98.0000	B2(10) = 36.7773	B3(10) = 0.0313	B4(10) = -0.0652

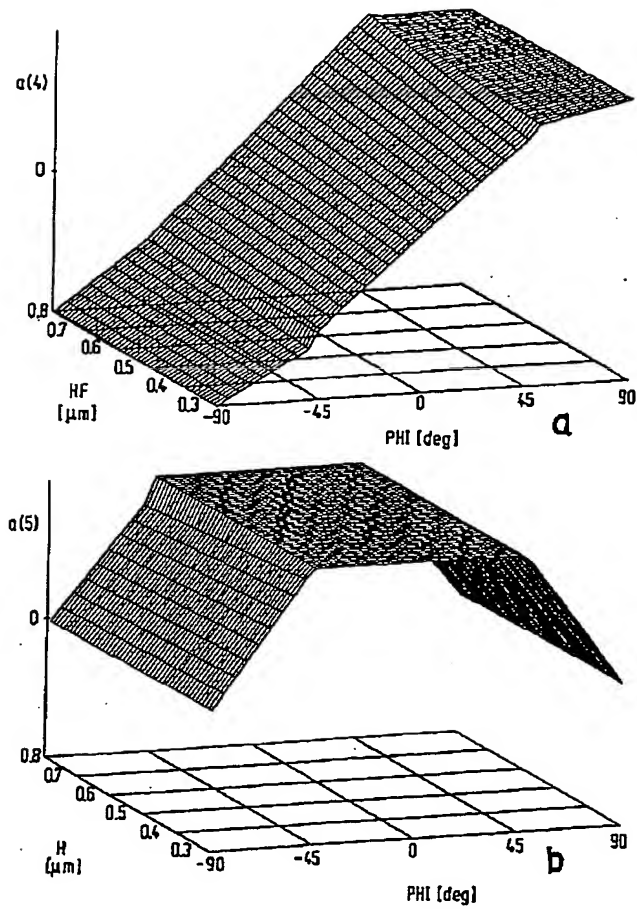
【図 15】

Area : -45 - -90

C1(0) = 98.0000	C2(0) = 36.7773	C3(0) = -0.0313	C4(0) = 0.0652
C1(1) = 97.0000	C2(1) = 36.5000	C3(1) = 0.2031	C4(1) = -0.3114
C1(2) = 177.0000	C2(2) = -104.3906	C3(2) = 1.1563	C4(2) = -2.0213
C1(3) = 152.0000	C2(3) = -160.7148	C3(3) = 0.1250	C4(3) = -0.8573
C1(4) = 90.0000	C2(4) = 58.4688	C3(4) = 1.0156	C4(4) = 0.5882
C1(5) = 410.0000	C2(5) = -66.8242	C3(5) = 3.0781	C4(5) = -0.6682
C1(6) = 194.0000	C2(6) = 73.2813	C3(6) = -0.7031	C4(6) = 0.8980
C1(7) = 137.0000	C2(7) = -78.3906	C3(7) = 0.2656	C4(7) = -1.8188
C1(8) = 226.0000	C2(8) = -174.8047	C3(8) = 0.4688	C4(8) = -1.0740
C1(9) = 140.0000	C2(9) = -19.8242	C3(9) = -0.4063	C4(9) = 0.4951
C1(10) = 121.0000	C2(10) = 8.0547	C3(10) = -0.3750	C4(10) = 0.4266

BEST AVAILABLE COPY

【図12】

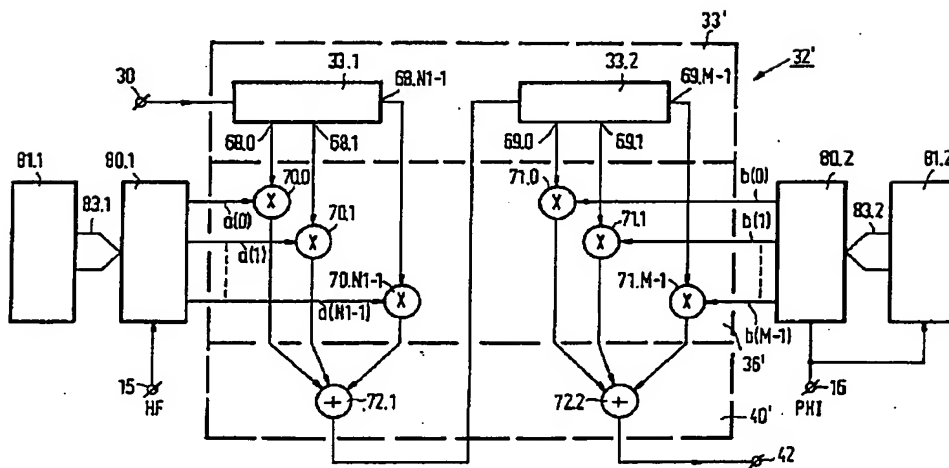


【図17】

$A1(0) =$	119.0000	$A2(0) =$	10.4805
$A1(1) =$	124.0000	$A2(1) =$	3.3047
$A1(2) =$	164.0000	$A2(2) =$	-69.6953
$A1(3) =$	137.0000	$A2(3) =$	-64.1680
$A1(4) =$	134.0000	$A2(4) =$	37.4375
$A1(5) =$	255.0000	$A2(5) =$	0.0000
$A1(6) =$	134.0000	$A2(6) =$	37.4375
$A1(7) =$	137.0000	$A2(7) =$	-64.1680
$A1(8) =$	164.0000	$A2(8) =$	-69.6953
$A1(9) =$	124.0000	$A2(9) =$	3.3047
$A1(10) =$	119.0000	$A2(10) =$	10.4805

BEST AVAILABLE COPY

【図16】



【図 18】

Area : 45 - -45

A3(0)=-	128.0000	A4(0)=-	0.3125
A3(1)=-	130.0000	A4(1)=-	0.0000
A3(2)=-	128.0000	A4(2)=-	0.5469
A3(3)=-	130.0000	A4(3)=-	0.0000
A3(4)=-	128.0000	A4(4)=-	1.6250
A3(5)=-	255.0000	A4(5)=-	0.0000
A3(6)=-	128.0000	A4(6)=-	-1.6250
A3(7)=-	130.0000	A4(7)=-	0.0000
A3(8)=-	128.0000	A4(8)=-	-0.5469
A3(9)=-	130.0000	A4(9)=-	0.0000
A3(10)=-	128.0000	A4(10)=-	-0.3125

Area : 45 - 90

B3(0)=-	137.0000	B4(0)=-	0.1875
B3(1)=-	133.0000	B4(1)=-	-0.0469
B3(2)=-	144.0000	B4(2)=-	0.3125
B3(3)=-	133.0000	B4(3)=-	-0.0469
B3(4)=-	178.0000	B4(4)=-	0.9063
B3(5)=-	407.0000	B4(5)=-	-3.0313
B3(6)=-	78.0000	B4(6)=-	-0.9063
B3(7)=-	133.0000	B4(7)=-	-0.0469
B3(8)=-	112.0000	B4(8)=-	-0.3125
B3(9)=-	133.0000	B4(9)=-	-0.0469
B3(10)=-	119.0000	B4(10)=-	-0.1875

Area : -45 - -90

C3(0)=-	119.0000	C4(0)=-	0.1875
C3(1)=-	133.0000	C4(1)=-	0.0469
C3(2)=-	112.0000	C4(2)=-	0.3125
C3(3)=-	133.0000	C4(3)=-	0.0469
C3(4)=-	78.0000	C4(4)=-	0.9063
C3(5)=-	407.0000	C4(5)=-	3.0313
C3(6)=-	178.0000	C4(6)=-	-0.9063
C3(7)=-	133.0000	C4(7)=-	0.0469
C3(8)=-	144.0000	C4(8)=-	-0.3125
C3(9)=-	133.0000	C4(9)=-	0.0469
C3(10)=-	137.0000	C4(10)=-	-0.1875

フロントページの続き

(72)発明者 ゲイスベルト ヨセフ ファン デン エ
ンデン
オランダ国 5621 ベーアー アインドー
フェン フルーネヴァウツウェッハ 1

Fターム(参考) 5D044 AB01 BC01 CC01 FG02 FG05
FG30 GK15